DC ブラシレスモータの位置センサレス制御法

准 員 角 和 紀 (名古屋工大)

正 員 山 村 直 紀 (名古屋工大)

正 員 常 広 讓 (名古屋工大)

A Novel Technique for a DC Brushless Motor Having No Position Sensors

Kazunori Kaku, Associate, Naoki Yamamura, Member, Yuzuru Tanehiro, Member (Nagoya Institute of Technology)

A DC brushless motor is a kind of a synchronous motor driven by the inverter and needs sensors to detect the rotor position. As one of the methods, the induced voltages of a brushless motor have been utilized practically. However, there are some problems in this method, such as the motor can get insufficient torque on account of the low induced voltages in a low-speed range.

This paper proposes a new method which controls the inverter angular frequency ω_i by using inherent characteristics that the torque current i_r is almost proportional to the internal phase angle ϕ where the primary flux of a synchronous motor is controlled to be constant.

If the parameters of a motor are given exactly, the speed regulation is quite little and the transient characteristics with high response and high starting torque are obtained. Furthermore, it is possible to operate a synchronous motor in the field weakening range.

Here, the principle of the control method and the performance characteristics of a DC brushless motor having no position sensors are discussed. The simulation and the experimental results of the tested machine show that the proposed method is very useful for practical applications.

キーワード：位置センサレス制御，同期電動機，一次磁束制御法

1. ま え が き

DC ブラシレスモータは，インバータ駆動の同期電動機の一つで，回転子の位置に合わせてインバータを動作させる点に特徴がある。そのため，回転子位置検出器が不可欠で，通常，エンコーダまたはレゾルバがこれに用いられる。

しかし，これらは高価なうえに，信号線への雑音の混入など信頼性の点でも問題があり，位置センサレスブラシレスモータへの要望が高まっている⁽¹⁾⁽²⁾。

その一つに，同期電動機の手動起電力を利用する方式があるが，誘導起電力が小さい低速域での高精度の位置検出が難しいことから，十分な性能が得難く応用範囲が限られている。

本論文で述べる方法は，同期機の手動起電力を所定の

値に保って運転し，そのときの電機子電流から内部相差角を推定し，これをもとにインバータ角周波数 ω_i を制御する方法である。一般のブラシレスモータでは， d 軸電流 i_d を 0 に制御するが，本法では負荷条件に応じた電流を流すよう制御する。そのため，温度による界磁磁束の変動の補償や，弱め界磁制御ができるなどの特徴を有する。

第 2 章では一次磁束制御法の原理と制御法について，また第 3 章では上記の制御法によるブラシレスモータの諸特性をシミュレーションと実機による試験をもとに考察したものである。

2. 同期電動機の手動起電力制御法

<2・1> 一次磁束を一定に制御するときの同期機の手動起電力 電源(インバータ)の角周波数が ω_i ，回転子

(界磁)が角速度 ω_m で回転している三相同期電動機を考える。

図1は、このときの一次磁束鎖交数を d - q 座標に表したものである。界磁の磁軸に d 軸を選んでいるので $\lambda_d = \Lambda_0$, $\lambda_q = 0$ である。 γ - δ 軸は角速度 ω_1 で回転する座標系で、 q - d 軸より内部相差角 ϕ だけ進んだ位置に設定している。

いま、一次磁束鎖交数の γ - δ 軸成分を $\lambda_{1\gamma}$, $\lambda_{1\delta}$ 、一次巻線のインダクタンスを L_1 、一次電流の γ - δ 成分を i_γ , i_δ などと記すと、

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{1\gamma} &= L_1 i_\gamma + \lambda_\gamma, \quad \lambda_\gamma = -\Lambda_0 \sin \phi \\ \lambda_{1\delta} &= L_1 i_\delta + \lambda_\delta, \quad \lambda_\delta = \Lambda_0 \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

が成立する。また、極対数を n とすれば、図1から $\omega_1 = n\omega_m + \dot{\phi}$ $\dots\dots\dots (2)$

である。さて、本論文で提案する制御法は、一次磁束を

$$\lambda_{1\gamma} = 0, \quad \lambda_{1\delta} = \Lambda_1^* \dots\dots\dots (3)$$

のように制御しようとするものである(*は設定値を示す)。このときは、次に述べる関係が成り立つ。

(1) 発生トルク τ は、次式のように i_γ に比例する。

$$\begin{aligned} \tau &= n(\lambda_{1\delta} i_\gamma - \lambda_{1\gamma} i_\delta) \\ &= n\{(\lambda_{1\delta} - L_1 i_\delta) i_\gamma - (\lambda_{1\gamma} - L_1 i_\gamma) i_\delta\} \\ &= n(\lambda_{1\delta} i_\gamma - \lambda_{1\gamma} i_\delta) = n\Lambda_1^* i_\gamma, \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

(便宜上、 i_γ をトルク電流と呼ぶことにする)

(2) (3)式および $\tan \phi \approx \phi$ が成り立つ範囲では、

$$\left. \begin{aligned} i_\gamma &\approx I_0 \phi, \quad i_\delta \approx I_0^* - I_0 + i_\gamma^2 / 2I_0 \\ \text{ただし、} I_0^* &= \Lambda_1^* / L_1, \quad I_0 = \Lambda_0 / L_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

が成り立つ。逆に、 i_γ と i_δ を(5)式のように制御すれば、 $\lambda_{1\gamma} \approx 0$, $\lambda_{1\delta} \approx \Lambda_1^*$ とすることができる。

(3) $\omega_1 = n\omega_m + \dot{\phi}$ であるから、 ω_1 を

図1 d - q 、 δ - γ 軸上での一次磁束鎖交数
Fig.1. Primary flux linkages on d - q and δ - γ axis.

$$\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_\gamma \quad (K_m: \text{比例定数}) \dots\dots\dots (6)$$

のように制御すれば、角速度 $n\omega_m = \omega_1$ で回転する安定な制御系が実現できる。

これらの特性のうち、(2)と(3)に関しては、次節以下で論じることにする。

〈2・2〉 位置センサレスブラシレスモータの構成

図2は、位置センサレスブラシレスモータの構成図である。一次(電機子)電流 i_u と i_v を検出し、次式の座標変換を行う電流変換器⁽³⁾を通して、電流 i_γ と i_δ を μP (マイクロプロセッサ)に供給する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} &= \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) \\ \sin \theta_1 & \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 - \pi/6) & \sin \theta_1 \\ \sin(\theta_1 - \pi/6) & -\cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \end{aligned}$$

ただし、 $\theta_1 = \int \omega_1 dt$ $\dots\dots\dots (7)$

μP は、このほか速度指令 ω_m^* や I_0^* を取込み、上式の θ_1 と同期機に供給すべき電圧 v_γ^* , v_δ^* を演算し、PWM 制御回路に信号波 $e_u \sim e_w$ を出力する。なお、(7)式を $i_\gamma = \alpha C i_{uvw}$ (α : 比例定数) と記せば、信号波 $e_u \sim e_w$ は、 $e_{uvw} = \alpha C^T v_\gamma^*$ で与えられる。

PWM 制御回路は、三角波キャリヤ変調方式を採用し、直流電圧 V_d の補正回路⁽³⁾、アーム短絡防止時間 T_d の除去回路⁽⁴⁾ を設けて、インバータが常に v_γ^* と v_δ^* に等しい電圧を供給するようにしている。

(7)式の ω_1 は(6)式で与えるが、ここで速度指令 $n\omega_m^*$ と ω_1^* の関係について、図3を用いて説明する。

いま、 $n\omega_m \approx n\omega_m^*$ で回転しているモータに $t=t_1$ で速度指令 $n\omega_m^*$ が入力されると、 μP は図のようなランプ状に変化する ω_1^* と、その時点の i_γ から $\omega_1 =$

図2 位置センサレスブラシレスモータの構成図
Fig.2. Schematic diagram of DC brushless motor.

図3 ω^* の制御法を示す図
Fig. 3. Illustration of ω^* control.

$\omega_1^* - K_m i_r$ を演算する。モータの角速度 $n\omega_m$ は、このままでは定常状態に入っても $K_m i_r$ のオフセットをもつので、 $\omega_1^* = n\omega_m^*$ となる $t = t_2$ の時点から、

$$\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_r = n\omega_m^*$$

となるよう ω_1^* の補正を行う。この補正は、供試機では0.1sごとに離散的に行っている(サンプル周期を短くすると、系が不安定になる傾向があるので、上記の値を選んだ)。

ω_1 をこのように与えるとき、系が安定に動作することは、次のように説明できる。

一次磁束一定の制御時には、同期機は内部相差角 $\phi \approx i_r / I_0$ で動作している。いま、負荷トルク一定の下で ω_1^* を増加させたとしよう。

このときは $\omega_1 > n\omega_m$ となり、 ϕ が増加するが、 ϕ に比例して i_r も (同時にトルク τ も) 増加するので、 ω_1 の増加を抑えるような負帰還動作が働く。フィードバックゲイン K_m を適当な値に選ぶことによって、内部相差角を $\sin \phi \approx \phi$ を満足する範囲で動作させることは十分可能である。

〈2・3〉電圧 v_r^* , v_s^* と系の安定性 同期機に供給する電圧 v_r^* と v_s^* は、次式のように与える。

$$v_r^* = R_1 i_r + \omega_1 \Lambda_s^* - \omega_1 \hat{\Lambda}_s, \quad v_s^* = R_1 i_s - K_s \hat{\Lambda}_s$$

$$\text{ただし、} \hat{\Lambda}_s = L_1 (i_s - i_r^2 / 2I_0 + I_0 - I_s^*) \cdots (8)$$

ここで、 R_1 は一次抵抗、 K_s は $\hat{\Lambda}_s \rightarrow 0$ に制御し、系を安定化するためのフィードバックゲインである。

$\Lambda_0 = \Lambda_s^*$, $\Lambda_1 = 0$ のとき、 $\hat{\Lambda}_s = 0$ となることは、図1より容易に説明できる。すなわち、 $\Lambda_0^2 = \Lambda_s^2 + \Lambda_r^2$ であるから、

$$\Lambda_s = \Lambda_0 \sqrt{1 - (\Lambda_r / \Lambda_0)^2} \approx \Lambda_0 - \Lambda_r^2 / 2\Lambda_0$$

上式に、 $\Lambda_s = \Lambda_1 i_s - L_1 i_s = L_1 (I_s^* - i_s)$, $\Lambda_r = \Lambda_1 i_r - L_1 i_r = -L_1 i_r$, $\Lambda_0 = L_1 I_0$ を代入すると、 $i_s - I_s^* + I_0 - i_r^2 / 2I_0 = 0$ が得られる。

以下、(8)式の導出と系の安定性について説明する。

γ - δ 軸で表した同期電動機の電圧方程式は、

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} = R_1 \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p, \omega_1 \\ -\omega_1, p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_1 i_r \\ \Lambda_1 i_s \end{bmatrix}$$

である。上式に、 $\Lambda_1 = L_1 i_s + \Lambda_s$ を代入すると、

$$P \begin{bmatrix} \Lambda_1 i_r \\ \Lambda_1 i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1 L_1 i_s \\ \omega_1 \Lambda_1 i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_r - R_1 i_r - \omega_1 \Lambda_s \\ v_s - R_1 i_s - p \Lambda_s \end{bmatrix}$$

となる。 $\Lambda_s = L_1 I_0 \cos \phi$ であるから、 $\sin \phi \approx \phi$ が成り立つところでは、次の近似式が成立する。

$$\begin{aligned} p \Lambda_s &= -L_1 I_0 \sin \phi \approx -L_1 I_0 \phi \\ &= -P(L_1 I_0 \phi^2 / 2) \approx -P(L_1 i_r^2 / 2I_0) \cdots (9) \end{aligned}$$

ここで、(8)式の $\hat{\Lambda}_s$ を用いて、上の状態方程式を

$$P \begin{bmatrix} \Lambda_1 i_r \\ \hat{\Lambda}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1 \\ \omega_1 & -K_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_1 i_r \\ \hat{\Lambda}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_r - R_1 i_r - \omega_1 \Lambda_s + \omega_1 \hat{\Lambda}_s \\ v_s - R_1 i_s + K_s \hat{\Lambda}_s \end{bmatrix} \cdots (10)$$

と書き改める。 i_r , i_s は可観測であるから、 R_1 を既知とすれば、(10)式の右辺末項 [] 内を0にするように v_r , v_s を定めることができる。 $\Lambda_1 \approx \Lambda_s^*$ であるから、これらを v_r^* , v_s^* と記せば、(8)式が得られる。このときの(10)式の系の固有値は、 $(-K_s \pm \sqrt{K_s^2 - 4\omega_1^2})/2$ であるから、 $\omega_1 \neq 0$ では実数部が負となり、 Λ_1 や $\hat{\Lambda}_s$ にじょう乱があってもこれらは0に収束する。

次に、 $\omega_1 = \omega_1^* - K_m i_r$ の制御を行ったときの、系の安定性を考察しよう。

まず、 $\omega_m = \omega_{m0} + \hat{\omega}_m$, $\Lambda_r = \Lambda_{r0} + \hat{\Lambda}_r$, $\phi = \phi_0 + \hat{\phi}$ などとし、任意の動作点 $(\omega_{m0}, \Lambda_{r0}, \phi_0, \dots)$ のまわりの微小変化分に対する方程式を求める。

(2)式および(6)式より ω_1 を消去すると、

$$\dot{\phi} = \omega_1^* - n\omega_m - K_m i_r, \quad (\omega_1^* = n\omega_{m0} + K_m i_{r0})$$

である。また、 $p \Lambda_r = -\dot{\phi} \Lambda_s$ であるから、

$$\begin{aligned} P \hat{\Lambda}_r &= -\dot{\phi} \Lambda_{s0} - \phi_0 \dot{\Lambda}_s \\ &= -(\omega_1^* - n\omega_m - K_m i_r) \Lambda_{s0} \end{aligned}$$

が成立する。ここで、右辺第2式は $\dot{\phi}_0 = 0$, $\dot{\phi} = \dot{\phi}$ を用いている。なお、 $\Lambda_1 \approx 0$, $\Lambda_s \approx \Lambda_s^*$ の制御が行われるときは、 $\Lambda_r \approx -L_1 i_r$ となる。

一方、慣性負荷を仮定し、モータ + 負荷の慣性モーメントを J とすれば、 $J P \hat{\omega}_m \approx n \Lambda_s^* \hat{i}_r$ となるので、

$$P \begin{bmatrix} L_1 \hat{i}_r \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_m \Lambda_{s0} / L_1 & -n \Lambda_{s0} \\ n \Lambda_s^* / L_1 J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \hat{i}_r \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_{s0} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{\omega}_1^* \cdots (11)$$

が得られる。(11)式で $\Lambda_{s0} = \Lambda_0 \cos \phi_0$ であるから、 $-\pi/2 < \phi_0 < \pi/2$ の範囲では系は安定である(ϕ_0 の範囲は、〈2・1〉節で述べたように $\phi_0 \approx \tan \phi_0$ の近似が成り立つ範囲に制約される。また、慣性負荷を仮定した

が、摩擦性の負荷の場合は系はより安定になる)。

3. 位置センサレスブラシレスモータの特性

〈3・1〉 加・減速および始動特性 図4は、位置センサレスブラシレスモータの加減速特性の一例である。

同期電動機は定格2kW(短時間定格6kW)の永久磁石界磁形で、制御に関係のある定数を表1に示してある。

ω_1^*/n と ω_m を対比して示してあるが、 ω_m は ω_1^*/n にわずかな時間遅れをもって安定に追従している。また、 i_γ の波形を見ると、加・減速期間はほぼ平坦で定トルクの加・減速が行われていることがわかる。

この系では ω_1^* を指定しているの、負荷が重くなればその分だけ加速期間中の電流 i_γ は大きくなる。そのため、 μP は $|i_\gamma|$ の値を常時監視し、これが許容

図4 系の加・減速特性
Fig.4. Waveforms during speed reversal condition.

表1 供試電動機の定格と定数
Table 1. Rating and constants of the experimental machine.

定格出力	2 kW(短時間定格 6 kW)
定格トルク	9.55 N·m
定格電流	$I_R=9.95$ A, 極対数 $n=2$
定格回転数	2,000 rpm ($\omega_R=209$ rad/s)
公称誘起電圧	115 V
$R_1=0.414$ Ω , $L_1=3.78$ mH	
$\Lambda_0=0.270$ V/rad/s	
$J=0.010$ kg·m ² (負荷を含む)	
$K_s=1095$ rad/s, $K_m=4.9$ rad/s/A	

値を越す場合には ω_1^* の上昇(下降)率を段階的に下げ、 i_γ を許容値内に収めるようにしている。

位置センサをもたないブラシレスモータの最大の問題点は、その始動にある。既に述べたように、一次磁束が一定に制御される同期機は、 $\phi \approx \tan \phi$ が成り立つ領域で動作する必要がある、この領域外から始動する場合には良好な始動が困難になる。

図5は、始動時の $\phi(\phi_s)$ を種々に変えたときの始動特性を、シミュレーションにより求めたものである。ここで、 $\bar{i}_\gamma$ 、 $\bar{\omega}_m$ などは定格値で正規化した値：

$$\bar{i}_\gamma = i_\gamma / \sqrt{3} I_R \quad (I_R: \text{定格電流})$$

$$\bar{\omega}_m = \omega_m / \omega_R \quad (\omega_R: \text{定格角周波数})$$

$$\bar{\lambda}_{1\gamma} = \lambda_{1\gamma} / \Lambda_0 \quad (\Lambda_0: \text{表1参照})$$

を表している。なお、負荷は表1に示す慣性負荷を想定している。

最も望ましい始動は $\phi_s \approx 0$ の場合で、 $\phi_s = 0.5 (\approx \pi/6)$ 、 -0.5 のときには、電流 i_γ や一次磁束 λ_{1s} に当初若干の動揺が生じるが、 $\bar{\omega}_m$ については $\phi_s = 0$ の場合と大差ない特性が得られている。

従って、 ϕ_s をできるだけ0の近くに置くような方策を講じればよい。その一方法は、始動の初期の期間で、 $[v^*=0, i_s=I_{ss}>0]$ とすればよい。

すなわち、同期電動機の発生トルクは、(4)式より

$$\tau = n \Lambda_0 (\cos \phi i_\gamma + \sin \phi i_s)$$

であるから、 $\omega_m=0$ であれば i_γ は流れず、 $\phi_s>0$ のときは $\tau>0$ 、 $\phi_s<0$ ならば $\tau<0$ となって、いずれも

図5 センサレス DC ブラシレスモータの始動特性

Fig.5. Starting characteristics of DC brushless motor.

図 6 センサレスブラシレスモータの始動法
Fig. 6. Starting method of the sensor-less brushless motor.

図 7 供試電動機の始動特性
Fig. 7. Starting characteristics of the experimental machine.

$\phi \rightarrow 0$ とするように動作するであろう。

図 6 はそのシミュレーションである。 $\phi_s = 1.4$ の場合を示しているが、0.2 s 程度で $\phi \approx 0$ に移行している。なお、この期間では i_d が流れるが、この電流は ϕ の動きに対して制動作用をもたらす。

また、図では定格値に近い i_d を流しているが、実際にはこの 1/5 程度でも十分機能する。

供試装置でも、この方法を用いて良好な始動特性を得ている(図 7 参照)。

〈3・2〉 負荷特性 図 8 は供試機に対するトルク-速度特性の実測結果である。〈2・2〉節で述べた ω_1 の

図 8 電動機のトルク-速度特性
Fig. 8. Torque-speed characteristics of the motor.

図 9 弱め界磁制御時の過渡特性
Fig. 9. Transient characteristics of brushless motor under field weakening control.

制御法を適用することにより、速度変動の極めて少ない制御系が達成できる。特に、50 rpm 程度の低速域においても安定かつ高精度の速度制御ができることは、本法の特徴の一つである(速度起電力を利用した方式では、低速域の特性に問題があるとされている)。

〈3・3〉 弱め界磁制御法 永久磁石界磁のブラシレスモータでは、界磁制御ができないので、モータの

一次電圧(インバータ出力電圧)は一次角周波数 ω_1 にほぼ比例して高くなる。

本法では、一次磁束 $\lambda_{1s}(=L_1 I_s^*)$ を制御するので、ある範囲でこれが可能であり、インバータの出力電圧を抑えることができる。

供試機に対するシミュレーション結果を図9に示す。図では、 λ_{1s} を次のように制御している。

$$\bar{\lambda}_{1s} = \lambda_{1s}/\Lambda_0 = \begin{cases} 1 & (0 \leq \bar{\omega}_1 \leq 1) \\ 1/\bar{\omega}_1 & (\bar{\omega}_1 > 1) \end{cases} \dots\dots\dots (12)$$

ただし、 $\bar{\omega}_1 = \omega_1/\omega_{1R}$, ($\omega_{1R} = n\omega_R$)

また図中の、 $\bar{v}_1$ は

$$\bar{v}_1 = \sqrt{v_r^2 + v_s^2}/V_R \quad (V_R: \text{定格電圧})$$

であり、弱め界磁領域では ω_m が大きくなっても増加は抑えられている。なお、供試機は短時間定格を大きく設計したサーボ用機器であるため、弱め界磁に必要な i_s は極めて大きく、あまり実用的でないが、弱め界磁制御の可能性は十分示されている。

4. あとがき

以上、位置センサレスのDCブラシレスモータに関して動作原理および基本的な特性を説明した。

得られた特性は、トルク-速度特性、加・減速特性、始動トルクなど、おおむね良好である。

本法は、ブラシレスモータの位置センサレス化よりも、むしろ「同期機駆動用の汎用インバータ」と考えたほうが適切かもしれない。この場合、実用性を考えると、制御に必要なモータ定数 R_1 , L_1 , Λ_0 を運転中に自動的に計測(推定)するような機能をもたせることが望ましい。紙面の都合で割愛するが、 R_1 と Λ_0 については、誘導機と同じ方法で推定可能である⁽⁶⁾。

ブラシレスモータの需要が拡大している今日、本論文がこれに多少とも役立てば著者の最も幸いとするところである。

最後に本研究に際しては本学 塚本三千夫技官、卒研究生 古川和也君(現在、富士機械製造 K.K 勤務)のご協力を得たことを記し、ここに深く感謝の意を表する。

(平成2年10月17日受付, 同3年2月21日受付)

文 献

- (1) 鈴木, 他「位置センサレス・ブラシレス DC モータの一構成法」, 昭 63 電気学会産業応用部門全大, 34
- (2) 堀田, 他「位置検出器のない DC ブラシレスモータの制御法」, 昭 63 東海支部連大予稿集, No.161
- (3) 浅野, 他「インバータ駆動交流電動機のトルク電流および励磁電流検出器」, 電学論 D108 1033 (昭 63-12)
- (4) 相場, 他「PWM インバータの T_d 除去の一方法について」, 平 2 東海支部連大予稿集, No.170
- (5) 桜井, 他「インバータ駆動誘導機の定数測定法」, 平 2 同上, No.166

角 和 紀 (准員)

昭和 42 年 2 月 15 日生。平成元年 3 月名古屋工業大学工学部電気情報工学科卒業。現在、同大学院工学研究科博士前期課程電気情報工学専攻在学中。主として、交流電動機の制御に関する研究に従事。

山 村 直 紀 (正員)

昭和 39 年 10 月 20 日生。平成 2 年 3 月名古屋工業大学大学院工学研究科電気情報工学専攻博士前期課程修了。現在、同博士後期課程在学中。主として、パワーエレクトロニクス関連の研究に従事。

常 広 譲 (正員)

昭和 11 年 1 月 20 日生。33 年 3 月福井大学工学部電気工学科卒業。35 年 3 月東京工業大学助手, 44 年 3 月名古屋工業大学助教授, 53 年 1 月同教授。工学博士。半導体素子による電気機械の制御および応用に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。